

For Our Ref.: 6511

Translation of Abstract of JP-A HEI 11-150571:

The object of the invention is to provide a system and method for measuring the channel quality using a ratio of noise to a signal in order to transmit a signal encoded on a fading channel. A Viterbi decoder for the maximum likelihood channel is used as a measure for the channel quality. A measure for a Euclidean distance is filtered to smooth short-period fluctuations. The filtered or averaged measure is a reliable channel quality measure maintaining logical consistency in a different encoding and modulating system and at a different moving velocity. The filtered measure is mapped for a noise-to-signal ratio per symbol using a threshold-based system. An estimated value of the tacit noise-to-signal ratio is used for mobile aiding type hand-off and rate adaptation in a signal transmitter.

4

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-150571

(43) 公開日 平成11年(1999) 6月2日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup> 識別記号  
H 0 4 L 27/18  
H 0 3 M 13/12  
H 0 4 B 7/26  
17/00  
H 0 4 L 27/00

F I  
H 0 4 L 27/18 A  
H 0 3 M 13/12  
H 0 4 B 17/00 R  
7/26 K  
H 0 4 L 27/00 A

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 17 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平10-237883  
(22) 出願日 平成10年(1998) 8月25日  
(31) 優先権主張番号 08/921454  
(32) 優先日 1997年 8月25日  
(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 596092698  
ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レーテッド  
アメリカ合衆国. 07974-0636 ニュージ  
ャーシイ, マレイ ヒル, マウンテン ア  
ヴェニュー 600  
(72) 発明者 クリシュナ バラチャンドラン  
アメリカ合衆国 07748 ニュージャース  
イ, ミドルタウン, クノールウッド ドラ  
イヴ 1506  
(74) 代理人 弁理士 岡部 正夫 (外11名)

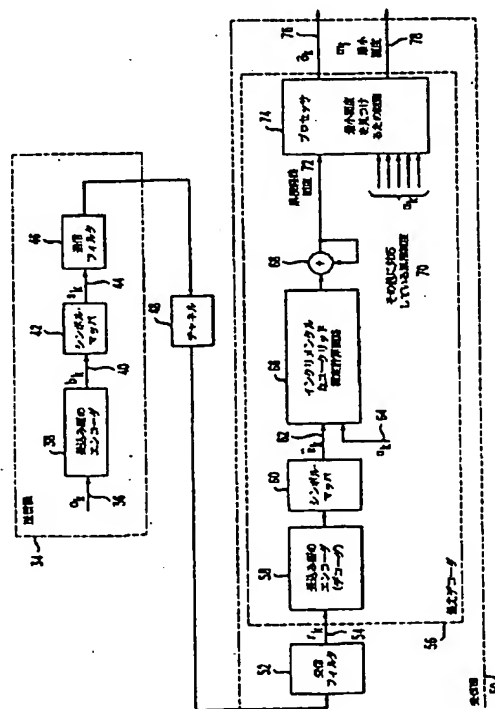
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 チャンネル情報の品質を測定するシステムおよび方法

(57) 【要約】

【課題】 フェージング・チャネル上で符号化された信号を送信すべく、信号対雑音比によってチャンネルの品質を測定するシステムおよび方法を提供することを目的とする。

【解決手段】 最尤径路に対するビタビ・デコーダがチャンネル品質の測定として使われる。このユークリッド距離の測定は短期変動を平滑化するためにフィルタされる。フィルタされた、あるいは平均化された測定は異なる符号化変調方式および異なる移動速度において首尾一貫性を保っている信頼できるチャンネル品質測定である。そのフィルタされた測定がしきい値ベースの方式を使ってシンボル当たりの信号対雑音比に対してマップされる。この暗黙の信号対雑音比の推定値が、送信機におけるモバイル支援型のハンドオフおよびデータ・レートの適応のために使われる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 信号対雑音比を求める方法であって、一組の所定の信号対雑音比に対応している一組の径路測度を確立する段階と、デジタル信号を受信する段階と、

該デジタル信号に対する径路測度を求める段階と、該径路測度を該所定の一組の信号対雑音比における該対応している信号対雑音比に対してマップする段階からなることを特徴とする方法。

【請求項2】 請求項1に記載の方法において、該デジタル信号は符号化された信号であることを特徴とする方法。

【請求項3】 請求項1に記載の方法において、該デジタル信号はトレリス符号化信号であることを特徴とする方法。

【請求項4】 請求項1に記載の方法において、該デジタル信号に対する1つの径路マトリックスを求める段階が、

$M_i / \mu$  として定義される一組の測度値の短期間平均値に対応している一組の信号対雑音比の値を確立する段階と、

$m_i$  として定義されているデコードされた径路測度を、デコーダを使って該受信されたデジタル信号から求める段階と、

$m_i$  の平均値を求める段階と、

$\mu$  として定義される該デコードされた径路測度の平均値を、第2のメモリ・ユニットの中に格納する段階と、ユークリッド距離測度の推定値を求める段階からなることを特徴とする方法。

【請求項5】 請求項4に記載の方法において、ユークリッド距離の測度の推定値を求める段階が、

$$M_i = \alpha M_{i-1} + (1 - \alpha) m_i$$

を使って実行され、

該ユークリッド距離測度の推定値は  $M_i$  として定義され、 $\alpha$  は0より大きく、1、0より小さい所定のフィルタ係数であることを特徴とする方法。

【請求項6】 請求項5に記載の方法において、 $M_i$  の標準偏差を求める段階と、

該  $M_i$  の標準偏差に基づいて、 $\theta_{low}$  および  $\theta_{high}$  として定義されている平均測度しきい値を求める段階と、該  $M_i$  の値を該  $\mu$  の値で割ることによって、 $M_i / \mu$  の値を求める段階と、

$M_i / \mu$  が  $\theta_{low}$  より小さい場合に、該  $M_i / \mu$  の値を該対応している信号対雑音比の最小値に対してマップする段階と、

$M_i / \mu$  が  $\theta_{high}$  より大きい場合、該  $M_i / \mu$  の値を該対応している信号対雑音比の最大値に対してマップする段階と、

該  $M_i / \mu$  の値を該対応している信号対雑音比に対してマップする段階からなることを特徴とする方法。

【請求項7】 請求項4に記載の方法において、該デコーダは最尤径路に対するビタビ・デコーダであることを特徴とする方法。

【請求項8】 信号対雑音比を求めるシステムであって、

一組の所定の信号対雑音比に対応している一組の径路測度を確立する手段と、デジタル信号を受信する手段と、

該デジタル信号に対する径路測度を求める手段と、

該径路測度を該一組の所定の信号対雑音比の中の該対応している信号対雑音比に対してマップする手段からなることを特徴とするシステム。

【請求項9】 請求項1に記載の方法において、該デジタル信号は符号化された信号であることを特徴とするシステム。

【請求項10】 請求項1に記載の方法において、該デジタル信号はトレリス符号化信号であることを特徴とするシステム。

【請求項11】 請求項8に記載の方法において、該デジタル信号に対する径路測度を求める段階がさらに、 $M_i / \mu$  として定義される測度値の一組の所定の短期間平均値に対応している一組の信号対雑音比を確立する手段と、

$m_i$  として定義されるデコードされた径路測度を、該受信されたデジタル信号からデコーダを使って求める手段と、

$m_i$  の平均値を求める手段と、

$\mu$  として定義される該平均のデコードされた径路測度を、第2のメモリ・ユニットの中に格納する手段と、ユークリッド距離測度の推定値を求める手段からなることを特徴とするシステム。

【請求項12】 請求項5に記載の方法において、該ユークリッド距離の測度を求める手段が、

$$M_i = \alpha M_{i-1} + (1 - \alpha) m_i$$

を使って実行され、

該ユークリッド距離の測度の推定値は  $M_i$  として定義され、 $\alpha$  は0より大きく、そして1、0より小さい所定のフィルタ係数であることを特徴とするシステム。

【請求項13】 請求項12に記載の方法において、 $M_i$  の標準偏差を求める手段と、

該  $M_i$  の標準偏差に基づいて  $\theta_{low}$  および  $\theta_{high}$  として定義される平均の測度しきい値を求める手段と、

該  $M_i$  の値を該  $\mu$  の値で割ることによって  $M_i / \mu$  に対する値を求める手段と、

$M_i / \mu$  が  $\theta_{low}$  より小さい場合、該ルックアップ・テーブルの中の該対応している信号対雑音比の最小値に対して、該  $M_i / \mu$  の値をマップする手段と、

$M_i / \mu$  が  $\theta_{high}$  より大きかった場合、該ルックアップ・テーブルの中の該対応している信号対雑音比の最大値に対して該  $M_i / \mu$  の値をマップする手段と、

該 $M_i/\mu$ の値を、該対応している信号対雑音比に対してマップする手段とからなることを特徴とするシステム。

【請求項14】 請求項4に記載の方法において、該デコードは最尤径路に対するビタビ・デコードであることを特徴とするシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の分野】 本発明は、概して、通信システムの分野に関し、特にチャネル情報の品質を測定する通信システムに関する。

【0002】

【従来技術の説明】 無線通信の使用が急速に世界中で成長し続けるにつれて、増大している個人ユーザの数および新しいデジタル機能およびサービス、たとえば、ファクシミリ、データ伝送および各種の呼出し処理機能の両方に対処する、周波数スペクトル効率の良いシステムに対するニーズが増大してきている。

【0003】 現在の無線データ通信システム、たとえば、セルラ・デジタル・パケット・データ (CDPD) システムおよびIS-130の回線交換型時分割多重アクセス・データ・システムは、いくつかの応用に対しては不十分である固定の低いデータ・レートしかサポートしない。セルラ・システムはセルの境界におけるカバレッジを提供するために工夫されたシステムであるので、信号対雑音・雑音比 (SNR) は1つのセルの大部分にわたって、より高いデータ・レートをサポートするのに十分である。バンド幅効率の良い符号化変調を使っている適応型データ・レート方式が、現在セルラ・システムにおいて遭遇するフェージング・チャネル上でのデータ・スループットを増加させるために提案されてきている。データのスループットの増加はバンド幅効率の良い符号化変調方式をより高い情報レートで使うことによって達成される。しかし、これらの方式を使うことに対する実際的な問題は、そのチャネルの状態を適応させるために、符号化変調を動的に調整することである。

【0004】 現在、時間的に変化するチャネルに対するSNRの測定値または測度、あるいは達成可能なフレーム・エラー・レート (FER) に基づいてそのチャネルの品質を決定することのニーズが存在する。しかし、セルラ・システムにおいては、SNRを測定するため、あるいはFERを推定するための高速で正確な方法はない。

【0005】 セルラ・システムにおいてこれらの測度を得ることが困難であるのは、セルラ・チャネルにおける信号強度レベルの時間的な変化に起因している。フェージングと呼ばれることがあるこの信号強度レベルの時間的な変動は、移動局またはセルラ電話機の、基地局 (セル・サイトとしても知られている) に対する相対的な運動の結果である。最近の方式はビタビ・デコードによる第2

の最善径路に対する測度を使って、FERの短期的な予測を提供するが、SNRは提供しない。この測度は極端に計算集約的であり、フェージング状態における短期的変動に対して反応する。従って、無線通信システムの分野において、SNRによってチャネルの品質を正確に測定する方法に対するニーズが存在する。

【0006】 また、モバイル支援型のハンドオフ (MAHO) (mobile assisted handoff) の目的のために、SNRまたはFERによってチャネルの品質を測定することも重要である。しかし、FERの測定値はハンドオフまたはレート適応の目的に対しては非常に遅いのが普通である。チャネル品質の測度としてFERが低速であるのは、モバイルが十分な数のフレーム・エラーをカウントするのに非常に長い時間が掛かる可能性があるからである。従って、FERに関連付けることができる頑健な短期的チャネル品質指標に対するニーズが存在する。

【0007】 結果として、シンボル・エラー・レート、平均ビット・エラー・レートおよび受信信号の強度測定値などのチャネル品質測度が代わりに提案されてきている。IS-136標準は既にビット・エラー・レートおよび受信信号強度の両方に対する測定手順を規定している。しかし、これらの測定値は無線システムにおける意味のある性能測度として広く受け入れられているFERまたはSNRとの相関性が十分でない。また、受信信号強度の測定値は不正確で信頼できないことが多い。本発明は上記の問題点の1つまたはそれ以上を解決するか、あるいは少なくともその効果を減らすことに向けられている。

【0008】

【発明の概要】 本発明の1つの態様によれば、一組の所定の信号対雑音比に対応している一組の径路測度の確立を提供する信号対雑音比を決定するためのシステムおよび方法が提供される。デジタル信号が受信され、そしてそのデジタル信号に対する径路測度が求められる。一組の所定の信号対雑音比の中に対応している信号対雑音比に対する径路測度のマッピングが提供される。本発明のこれらの、および他の特徴および利点は、以下の詳細説明、付属図面および付加されている特許請求の範囲から明らかになる。本発明の利点は以下の詳細説明を読み、図面を参照することによって明らかになる。

【0009】

【発明の詳細な記述】 最初に図1を参照すると、遠隔通信システムにおける複数のセル2、4、および6が示されている。決まりに従って、各セル2、4、および6には六角形のセル境界があるように示されている。各セル2、4、および6の内部には、対応しているセル2、4、および6のほぼ中央に配置された基地局8、10、および12がある。詳しく言えば、基地局8はセル2の内部にあり、基地局10はセル4の内部にあり、そして

基地局12はセル6の内部にある。

【0010】セル2、4、および6を隔てている境界14、16および18は、一般にモバイル支援型のハンドオフが発生するポイントを表す。一例として、移動局20が基地局8から隣の基地局10へ移動するとき、境界14を通過するときに基地局8からのSNRが或るしきい値レベル以下に落ち、同時に、第2の基地局10からのSNRは、移動局20が境界14を超えてセル4へ移動するとき、このしきい値を超えて増加する。セルラ・システムはそのセルの境界まで各基地局からのカバレッジを提供するように設計されている。従って、セル2の大部分におけるSNRは基地局8からのSNRが境界14においてデータ転送をサポートするのに必要な値より大きいので、より高いデータ・レートをサポートするのに十分である。図2はこのより高いデータ・レートに対するサポートを利用する適応レート・システムの1つの実施形態である。

【0011】図2は本発明のための基地局8と移動局20の概略図を示すブロック図である。基地局8は適応レートの基地局の送信機22および適応レートの基地局の受信機24の両方から構成されている。同様に、移動局20も適応レートの移動局の受信機26および適応レートの移動局の送信機28の両方から構成されている。基地局8または移動局20のいずれかに適応している送信機および受信機の各ペアは、対応しているチャネルを経由して無線で接続されている。従って、適応レートの基地局の送信機22は適応レートの移動局の受信機26に対してダウンリンクの無線チャネル30を通じて接続されており、適応レートの移動局の送信機28はアップリンクの無線チャネル32を通じて適応レートの基地局の受信機24に接続されている。この実装によって、適応型のバンド幅効率の良い符号化変調方式が使えるので、基地局8と移動局20との間のダウンリンク・チャネル30およびアップリンク・チャネル32の両方におけるスループットを増加させることができる。

【0012】従って、固定されたシンボル・レート（IS-130/IS-136におけるような）で送信し、符号化変調方式の選定を使ってバンド幅効率（シンボル当たりの情報ビットの数）を変化させることにより、情報レートを変えることができる。しかし、バンド幅効率が異なる符号化変調方式は、同じシンボル当たりのSNRに対してエラー・レートの性能が異なる。各SNRにおいて、その符号化変調方式は受け入れ可能なFERおよび再送信の遅延時間で最高のスループットが結果として得られるものが選ばれる。従って、SNRまたは達成可能なFERの面でのチャネル品質の検出は、本発明にとって非常に重要である。チャネル品質の測度としての\*

\* SNRおよびFERの両方を、復調される受信されたシーケンスに対応している累積ユークリッド距離の測度から導くことができる。

【0013】本発明のためのエンコーダおよびデコーダのシステムのブロック図が図3に示されている。送信機34の内部では、情報シーケンス{a<sub>i</sub>}36が畳込み型のエンコーダ38を使って符号化され、符号化されたシーケンス{b<sub>i</sub>}40を提供する。次に、その符号化されたシーケンス{b<sub>i</sub>}40は、シンボル・マップ42を通じて直接的なグレイ・マッピングまたはセット・パーティショニングの技法のいずれかを使って、M項の位相シフト・キーイング（PSK）またはM項のクワドラチャ振幅変調（QAM）方式などの、M項の配列のいずれかからシンボル{s<sub>i</sub>}44にマップされる。次に、ギビー・スミス（Gibby Smith）の制約条件（すなわち、シンボル間の妨害を0にするための必要十分条件）を満足する送信フィルタ46を使ってパルス成形が行われる。次に、シンボル{s<sub>i</sub>}44がチャネル48を通して受信機50へ送信される。受信機50において、フロント・エンドのアナログ受信フィルタ52は送信フィルタ46にマッチしていると仮定され、その出力{r<sub>i</sub>}54は最適のサンプリングの瞬間においてサンプルされる。

【0014】k番目の瞬間において受信された信号は次の式で与えられる。

$$r_i = \alpha_i s_i + n_i$$

【0015】但し、s<sub>i</sub>は送信された複素シンボル{s<sub>i</sub>}44を示し、α<sub>i</sub>は複素フェージング・チャネル64の係数を表し、そしてn<sub>i</sub>は分散がN<sub>0</sub>である加算的複素白色ガウス・ノイズ（AWGN）を示す。この例の場合、フェージング・チャネル64は相関付けられていると仮定され、いくつかのモデルによって表すことができる。この例においては、レイリー（Rayleigh）フェージングに対するジェイクス（Jakes）のモデルが使われている。このシステムのニーズを最適化するために、畳込み型のエンコーダ38が選定されている。ここではトレリス・コードが選定されているが、本発明の本質を変えることなしに、本発明によって他の多くのコードも使うことができる。トレリスによる最善の径路をサーチするために、ビタビのアルゴリズム回路（最尤デコーダとしても知られている）56を使って最尤デコーダが受信機50において実行される。複素フェージング・チャネル64の係数の1つの推定値が受信機50のデコーダ（すなわち、畳込み型のエンコーダ58）に対して利用できると仮定されている。

【0016】

【外1】

ビタビ・アルゴリズムの回路56はインクリメンタルなユークリッド距離測度を各トレリスの分枝の遷移と関係付け、そして受信されたシーケンス $\{r_k\}$ 54に対してユークリッド距離が最も近い送信されたシーケンス $\{s_k\}$ 44を見つけようとする。ビタビのアルゴリズム回路56は畳込み型のエンコーダ58およびシンボル・マップ60の両方を通して各可能なデータ・シーケンス $\{\tilde{\alpha}_k\}$ を処理し、可能なデコードされたシーケンス $\{\tilde{s}_k\}$ 62を作り出す。次に、ビタビ・アルゴリズム回路56は受信されたシーケンス $\{r_k\}$ 54および推定されたチャネル係数 $\{\alpha_k\}$ 64を、インクリメンタルなユークリッド距離を計算するインクリメンタル・ユークリッド距離測定計算回路66において使用する。次に、そのインクリメンタルなユークリッド距離測定は、累積経路測定72を作り出す累積フィードバック・ループ68を通して処理される。次に、累積経路測定72およびすべての送信されたシーケンス $\{\tilde{\alpha}_k\}$ 70に対応している累積経路測定が、デコードされたデータ・シーケンス $\{\tilde{\alpha}_k\}$ 76および、1番目のブロックに対する最小測定 $m_1$ の両方を入力する最小測定プロセッサ回路74に入力される。デコードされたシーケンス $\{s_k\}$ 62に対応する累積経路測定は次の式で与えられる。

【数1】

$$m_i = \min_{\hat{s}_k} \sum_{k=0}^{N-1} |r_k - \alpha_k \hat{s}_k|^2$$

但し、 $\alpha_k$ 64はk番目の瞬間において、推定されたフェージング・チャネル係数であり、そのトレリスはN個のすべてのシンボルの後に既知の状態においてターミネートすると仮定される。

【0017】従って、本発明の1つの態様によれば、各ブロックに対するデコードされたトレリス経路に対応している累積ユークリッド距離測定からチャネル品質情報を導き出すために、ビタビ・デコーダが使われる。しかし、前に指摘されているように、ユークリッド距離測定はフェージング・チャネルの存在において、1つのブロックから別のブロックへ大きく変動する。従って、これらの変動の平均化などのスムージングがその測定の適切な推定値を得るために必要である。累積ユークリッド距離測定が小さいことは、受信されたシーケンスがデコードされたシーケンスに非常に近いことを意味する。よく設計されたトレース・コードの場合、この状況はSNRの高い良好なチャネル状態においてのみ発生する。チャネルの条件が悪い場合、その測定はずっと高くなる。従って、次の関係を使うことによってN個のシンボルのi番目のブロックにおいて、その測定の良好な推定値を得ることができる。

$$【0018】 M_i = \alpha M_{i-1} + (1 - \alpha) m_i$$

【0019】この式は、 $\alpha$ が0より大きく、そして1.0より小さい場合の式である。ここで、 $m_i$ はデコードされたトレリス測定を表し、そして $\alpha$ は推定の分散を決定するフィルタ係数を表す。

【0020】図4は4つのカーブのグラフを示してお

り、縦軸の目盛りはビタビ・デコーダの測定 $M_i$ の平均値を表し、そして横軸の目盛りはブロック番号を表している。実線のカーブ80-86はトレリス符号化された8個のPSK方式に対するフィルタされたビタビ・デコーダ測定の時間変化を表し、そしてフィルタ係数 $\alpha$ は0.9に等しい。IS-130/IS-136のタイム・スロット構造(N=260シンボル)が仮定され、そのトレリスは各タイム・スロット・ペアーの終りにおいてターミネートされている。SNRは30dB~16dBの範囲にあり、そして600個のタイム・スロット・ペアーのすべての後において2dBのステップでデクリメントされている。各実線のカーブはドップラー周波数 $f_d$ と、シンボルの持続時間Tによる乗算の異なる組合せを表している。従って、実線のカーブのパラメータは次の通りである。(a)実線のカーブ80の場合、 $f_d T = 0.0002$ ; (b)実線のカーブ82の場合、 $f_d T = 0.0012$ ; (c)実線のカーブ84の場合、 $f_d T = 0.0034$ ; および (d)実線のカーブ86の場合、 $f_d T = 0.0069$ 。図4から、ユークリッド距離の測定の平均値 $M_i$ とSNRとの間に一対一の直接的なマッピングが存在することは明らかである。SNRが固定されているときはそれは定常レベルを維持し、SNRが減少するときは増加する。

【0021】図5は4つのカーブがあるグラフを示しており、縦軸の目盛りは長期の平均のビタビ・デコーダの測定 $\mu$ ( $M_i$ の期待値)を表しており、そして横軸の目盛りはSNRを表している。ここでも、図4と同様に、4つのカーブ88~94は異なるドップラー周波数を表す。図5から、平均の測定 $\mu$ は移動の速度には依存しないことは明らかである。結果として、上記の累積測定の平均値 $\mu$ は本発明に対する目標測定である。従って、ユ

30

40

50

ークリッド測度が得られると、それをルックアップ・テーブルの中で、あるいは線形の予測方式によって、対応しているSNRに対してマップすることができる。

【0022】長期の累積測度の平均値 $\mu$ およびSNRは次の実験的な関係を満足する。

【数2】

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{NE_s}{\mu} \text{ in dB,}$$

但し、 $E_s$ は送信されるシンボル当たりの平均エネルギーであり、 $N$ はブロック当たりのシンボルの数である。この挙動は符号化変調方式が異なっても同じままである。従って、ビタビ・デコーダ測度の平均値はSNRの非常に良好な指標を提供する。さらに、この測度の短期の平均値を、上記の関係  $M_i = \alpha M_{i-1} + (1 - \alpha) m_i$  を使って求めることができる。図4は短期の平均値が次の関係を満足することを示している。

【数3】

$$\theta_{low} < \frac{M_i}{\mu} < \theta_{high}$$

但し、目標測度 $\mu$ は、

【数4】

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{NE_s}{\mu}$$

から得られる。そのしきい値 $\theta_{low}$ および $\theta_{high}$ は $M_i$ の標準偏差によって変わり、その標準偏差はまたフィルタのパラメータ $\alpha$ の関数である。従って、本発明は平均の測度 $M_i$ からSNRを求めるための2つの可能な方法を組み込んでいる。

【0023】図6はルックアップ・テーブルを使って平均の測度 $M_i$ からSNRを求める際に、基地局または移動局のいずれかによって実行されるステップを記述しているフロー・ダイアグラムである。そのプロセスはステップ88から開始され、そこでセルラ・ネットワークは対象とするSNRの範囲を決定する。このSNRの範囲は任意の与えられた時点でのそのネットワークのニーズによって決定される。

【0024】次のステップ98は、対象とする決定された範囲に対するSNRの降順でのターゲット値 $\mu$ のテーブルを発生するためのステップである。降順での配列は純粋に例を示すだけのためであり、そしてそのプロセスの必須の、あるいは制限する態様ではない。ターゲット値は次の関係によって決定される。

【0025】

【数5】

$$\mu_n = \frac{NE_s}{10^{0.1(SNR_n)}}$$

但し、 $n=1, 2, \dots, K$ であり、ここで、 $K$ は所望の粒度を決定する。次にステップ100において、これらの $\mu$ の値とSNRの値との対応関係がメモリ・ユニットの中に格納され、後でルックアップ・テーブルの中の対応しているSNRの値に対する $M_i / \mu$ の測定値のマッピングにおいて使われる。 $\mu$ 、対SNR<sub>i</sub>のルックアップ・テーブルを生成して格納するプロセスが完了すると、次にシステムはデータ情報を受信および送信する用意ができています。

【0026】ステップ102において、受信機は、この例の場合は、トレリスの符号化された信号を受信し、そして次に、その受信された符号化信号をデコードし、ステップ104においてトレリス経路の測度 $m_i$ を出力する。この例の場合、システムはトレリス経路の測度 $m_i$ を決定するためにビタビの最尤デコーダを使用する。トレリスの経路測度 $m_i$ が決定されると、次にシステムは  $M_i = \alpha M_{i-1} + (1 - \alpha) m_i$  の関係を使って、ステップ106において $i$ 番目のブロックに対する平均測度 $M_i$ を求める。

【0027】プロセスは判定ステップ108へ継続し、その中で $M_i / \mu$ の値が所定のしきい値 $\theta_{low}$ より小さいかどうかをしきい値検出回路が判定する。判定ステップ108の結果が「YES」であった場合、プロセスはステップ110へ継続する。ステップ110において、システムはSNRの測定値がSNR<sub>i</sub>（ルックアップ・テーブルの範囲に対する最大のSNR）より大きいことを認識する。結果として、システムはステップ110においてSNRの測定値をクリップしてSNR<sub>i</sub>に等しい値にする。次に、システムはステップ112においてそのSNRの値SNR<sub>i</sub>を送信機に対して提供する。

【0028】判定ステップ108の結果が「NO」であった場合、プロセスは代わりにステップ114へ継続し、その中で、 $M_i / \mu$ の値が所定のしきい値 $\theta_{high}$ より大きいかどうかを第2のしきい値検出回路が判定する。その判定ステップ114の結果が「YES」であった場合、プロセスはステップ116へ継続する。ステップ116において、システムはそのSNRの測定値がSNR<sub>i</sub>（そのルックアップ・テーブルの範囲に対する最小のSNR）より小さいことを確認する。結果として、システムはステップ116においてSNRの測定値をクリップしてSNR<sub>i</sub>に等しい値にする。次に、システムはステップ112においてSNRの値SNR<sub>i</sub>を送信機に対して提供する。

【0029】他方、ステップ114の判定結果が「NO」であった場合、プロセスは代わりに判定ステップ118へ継続し、その中で、 $M_i / \mu$ が所定のしきい値 $\theta_{high}$ より小さく且つ所定のしきい値 $\theta_{low}$ より大きい、しきい値 $\mu$ をしきい値検出回路が決定する。システムはステップ120において、SNRの測定値を、ルックアップ・テーブルの中の $M_i / \mu$ のマッピングされた

値に対して対応しているSNR。に等しいように設定する。結果として、システムはステップ112においてSNRの値SNR<sub>i</sub>を送信機に対して提供する。

【0030】図7は基地局または移動局が線形予測プロセスを使って平均の測度M<sub>i</sub>からSNRを決定する際に実行されるステップを記述しているフロー・ダイアグラムである。プロセスはステップ126から始まり、その中で、セルラ・ネットワークは対象とするSNRの範囲を決定する。前に説明されたルックアップ・テーブルの方法と同様に、このSNRの範囲は、先ず最初に、与えられた時点でのネットワークのニーズによって決定される。しかし、ルックアップ・テーブルの直接マッピングの代わりに線形予測を使うことによって、受信機がそのセルの内部でのSNRの変化に対してより速く反応することができるようになる。

【0031】ステップ126において、SNRの降順でのターゲット値μ<sub>n</sub>のテーブルが、対象とする決定された範囲に対して発生される。ここでも、降順での配列は\*

\* 純粹に例を示すためだけであり、プロセスにとって必須ではなく、あるいはプロセスを制限するものでもない。ターゲット値は次の関係から求められる。

【数6】

$$\mu_n = \frac{NE_s}{10^{0.1(SNR_n)}}$$

【0032】但し、n=1, 2, ..., Kであり、Kは所望の粒度を決定する。ステップ128において、これらのμ<sub>n</sub>の値とSNRの値との対応関係が第1のメモリ・ユニットの中に格納され、ルックアップ・テーブルの中の対応しているSNR値に対するM<sub>i</sub>/μ<sub>n</sub>の測定値のマッピングにおいて後で使われる。μ<sub>n</sub>対SNRのルックアップ・テーブルの生成および格納のステップが完了すると、システムは次にデータ情報を受信および送信する準備ができています。

【0033】

【外2】

ステップ130において、受信機は符号化された信号、たとえば、トレリス・コードの信号を受信し、そして次に、その受信された符号化信号をデコードし、ステップ132においてトレリス径路測度M<sub>i</sub>を出力する。ふたたび、この例の場合、システムはトレリスの径路測度M<sub>i</sub>を求めるために、ピタゴの最尤デコーダを使用する。トレリスの径路測度M<sub>i</sub>が決定されると、次にシステムはM<sub>i</sub> = αM<sub>i-1</sub> + (1-α)m<sub>i</sub>の関係を使ってステップ134においてi番目のブロックに対する平均の測度M<sub>i</sub>を求める。次にステップ136において、p次の線形予測子h<sub>l</sub> (l=0, 1, ..., p-1)の最適値が生成され、後で使うために第2のメモリ・ユニットの中に格納される。次にステップ138において、プロセスは進行し、次の関係を使って前のM̃<sub>i+d</sub>の値からM̃<sub>i+d</sub>の将来の値を決定する。

【数7】

$$\bar{M}_{i+d} = \sum_{l=0}^{p-1} h_l M_{i-l}$$

※ ※ 【0034】

【外3】



プロセスは判定ステップ140へ継続し、その中で、 $\tilde{M}_{j+D} / \mu_j$  の値が所定のしきい値  $\theta_{low}$  より小さいかどうかをしきい値検出回路が判定する。判定ステップ140の結果が「YES」であった場合、プロセスはステップ142へ継続する。システムはステップ124において、SNRの測定値をクリップして  $SNR_j$  に等しい値にする。次に、ステップ144において、システムはその  $SNR_j$  の値  $SNR_j$  を送信機に対して提供する。

判定ステップ140の結果が「NO」であった場合、プロセスは代わりにステップ146へ継続し、その中で、 $\tilde{M}_{j+D} / \mu_k$  の値が所定のしきい値  $\theta_{high}$  より大きいかどうかを第2のしきい値検出回路が判定する。判定ステップ146の結果が「YES」であった場合、プロセスはステップ148へ継続する。ステップ148において、システムはSNRの測定値をクリップして  $SNR_k$  に等しい値にする。次に、システムはステップ144においてSNRの値  $SNR_k$  を送信機に対して提供する。

他方、判定ステップ146の結果が「NO」であった場合、プロセスは代わりにステップ150へ継続し、その中で、 $\tilde{M}_{j+D} / \mu_n$  の値が所定のしきい値  $\theta_{high}$  より小さく、且つ所定のしきい値  $\theta_{low}$  より大きいかどうかをしきい値検出回路が判定する。システムはステップ152においてSNRの測定値をルックアップ・テーブルの中の  $\tilde{M}_{j+D} / \mu_n$  のマップされた値に対応している  $SNR_n$  の値に等しく設定する。結果として、システムはステップ144においてSNRの値  $SNR_n$  を送信機に対して提供する。

【0035】この線形予測の方法は受信機が現在の値および  $p-1$  個の過去の平均測度の値を使って、将来におけるチャネル品質測度  $D$  ブロックを予測するのに役立つ。従って、これによって受信機はSNRにおける変化に対して迅速に反応することができる。

【0036】SNRは本発明における好ましい性能測度であるが、性能はフォワードおよびリバースのリンクに対してFERの項で測定されることが多いことはよく知られている。固定のSNRにおいて、FERは移動局の\*

\*速度が異なると異なる場合がよくある。FERの指標を得るためには、SNRは或る広い範囲の移動速度の下で平均のFERに対してマップされる必要がある。SNRの各値において、次の重み付けられた和を定義する。

【数8】

$$\overline{FER} = \sum_i f_i w_i$$

【0037】

【外4】

但し、 $\sum w_j = 1$ 、 $f_j$  は速度  $v_j$  における FER、係数  $w_j$  はその速度に対して割り当てられている重みを表し、そして  $\overline{\text{FER}}$  は FER の重み付けられた平均値を示す。この技法によって、平均の測度を使って SNR を求めることができ、さらに SNR を  $\overline{\text{FER}}$  に対してマップすることができる。

チャネル品質の指標として SNR の測定値を使っている実装されたレート適応システムの一例として、 $C_1, C_2, \dots, C_Q$  が、バンド幅効率の昇順に、送信機に対する  $Q$  個の異なるモードの動作方式を表すものとする。これらの異なる方式は固定のシンボル・レートを使って、シンボル当たりに変数の数の情報をバックするように、トレリスのエンコーダおよびシンボル・マップを変更することによって実装することができる。或る SNR における各  $C_j$  に対する実現可能なスループットにおける上限は、 $R(C_j)(1 - \overline{\text{FER}}(C_j, \text{SNR}))$  で与えられる。ここで  $R(C_j)$  は  $C_j$  に対応しているビット/秒の単位でのデータ・レートである。実際のスループットは、再送信の間にタイムアウトになる可能性がある上位の回復層にも依存するので、これより低い値になる可能性がある。

図 8 は 3 つのカーブを含んでいるグラフを示しており、その縦軸の目盛りは  $\overline{\text{FER}}$  を表し、そして横軸の目盛りは SNR を表している。カーブ 154、156、および 158 は 3 つの仮想符号化変調方式を表す。各符号化変調方式  $C_j$  に対して、 $\overline{\text{FER}}_j$  は移動速度について平均化された FER の平均値である。一例として、カーブ 156 には適応ポイント  $A_j$  160 が関連付けられている。SNR がこのポイント以下に落ちた場合、送信機はそのモードを方式  $C_j$  から方式  $C_{j-1}$  へ変更しなければならず、そして方式  $C_{j-1}$  に対応している  $B_{j-1}$  155 においてカーブ 154 上で動作を開始する。 $C_{j-1}$  の上の  $C_j$  のスループットは  $C_{j-1}$  より小さい。モードの適応ポイントにおける SNR の指標としてフィルタされたビタビ・デコーダの測度を使うことができる。1 番目のデコードされたブロックに対して、フィルタのパラメータの選定によって、 $M_j = \tilde{M}_j$  または  $M_j = \tilde{M}_{j+D}$  に設定する。

【0038】  $\theta_{high}$  および  $\theta_{low}$  はフィルタのパラメータ  $\alpha$  によって変わるしきい値である。次に、データ転送のための適応規則は次の通りである。j 番目のブロック \*

\*の後、送信機が現在  $C_j$  の方式で動作している場合、動作モードを次のように変更する。

【数9】

$$C_{j-1}, \text{ if } M_j / \mu_j > \theta_{high}, \text{ for } j = 2, 3, \dots, Q \text{ and}$$

$$C_{j+1}, \text{ if } M_j / \mu_{j+r} < \theta_{low}, \text{ for } j = 1, 2, \dots, Q-1$$

ここで、 $r = 1, 2, \dots, Q-j$  である。各  $j$  に対して、 $r$  の許される最高の値はシンボル当たりのより高いレートにおける動作を許すことによってスループットを最大にする。最後に、測度のフィルタリングを、符号化変調方式全体にわたって適応することができる。とい※

※うのは、測度の平均値  $\mu$  は移動測度または符号化変調方式に無関係だからである。従って、適応後にチャネル品質測度をリセットする必要はない。

【0039】

【外5】

この例に対して実際のデータを適用すると、図9はビタビのアルゴリズムの測度の平均値に基づいた保守的なモード適応戦略に対する値の表を示している。図9において、 $C_1$ 、 $C_2$ 、および $C_3$ は3つの符号化変調方式を表し、ここで $C_1$ を選定するとデータ・レートが最低となり、 $C_3$ を選定するとデータ・レートは最高となる。ここで、 $\mu_1$ 、 $\mu_2$  および  $\mu_3$  は3つのそれぞれの符号化変調に対するFERの適応ポイントに対応している目標測度である。しきい値 $\theta_{high}$  および  $\theta_{low}$  は、 $\theta_{high}$ が1.0より大きく、そして $\theta_{low}$ は1.0より小さい値になるように定義されている。さらに、図10はビタビのアルゴリズムの測度の平均値に基づいたアグレッシブなモード適応戦略のための値の表を示している。

【0040】本発明の適応レート・システムのブロック図が図11に示されている。この図は基地局または移動局のいずれかにおけるこのシステムの可能な実装を示している。システムは次のように動作する。最初に、システムは送信されるべき情報を送信データ・ストリーム162に編成する。次に、送信データ・ストリーム162はシステムの送信機164へ入力される。送信機164の内部では、送信データ・ストリーム162が適応チャネル・エンコードおよび変調器166によって符号化され、変調される。適応チャネル・エンコードおよび変調器166によって採用される符号化および変調は、そのエンコードおよび変調器の決定ユニット168によって制御される。エンコードおよび変調決定ユニット168は受信器172から受信されたSNRの推定値184に20 応答して、正しい符号化および変調の方式を決定する。最初に、エンコードおよび変調決定ユニット168は適応チャネル・エンコードおよび変調器166へ入力される所定の方式を選定する。次に、適応チャネル・エンコードおよび変調器166は送信データ・ストリーム162を所定の方式に対して符号化し、変調し、そしてその情報を、チャンネル170（おそらくノイズが多く、フェーディングがある）を通して受信機172へ送信する。その情報が受信機172において受信された後、それは2つの出力を作り出すチャネル・デコードおよび復調器174へ入力される。チャネル・デコードおよび復調器174の第1の出力は受信された情報信号に対するビタビ・デコードの測度176の値である。チャネル・デコードおよび復調器174の第2の出力は、大部分の時間において送信データ・ストリーム162において送信された情報と同じになる受信されたデータ・ストリーム186である。次に、ビタビ・デコードの測度176の値が集計／平均化回路178によって平均化され、ビタビ・デコードの測度180に対する移動平均値が作り出される。次に、ビタビ・デコードの測度180の値に対する移動平均値が、マッピング回路182によってSNRの推定値184に対してマップされる。その結果のSNRの推定値184が、エンコードおよび変調決定ユニット168へ逆に供給され、SNRの推定値184に対応している使用されるべきエンコードおよび変調方式が決定

される。エンコードおよび変調決定ユニット168の新しい方式の値が適応チャネル・エンコードおよび変調器166へ入力され、適応チャネル・エンコードおよび変調器166は送信データ・ストリーム162に対して新しい符号化および変調方式へ切り換わり、その情報をチャンネル170上で送信する。

【0041】パワー・コントロールを行うSNRを使っているシステムのブロック図が図12に示されている。この図は基地局または移動局のいずれかにおいてシステムの可能な実装を示している。このシステムは次のように動作する。最初に、システムは送信されるべき情報を送信データ・ストリーム188に編成する。次に、送信データ・ストリーム188がそのストリームの送信機190へ入力される。送信機190の内部で、送信データ・ストリーム188がチャネル・エンコードおよび変調器192によって符号化され、変調される。チャネル・エンコードおよび変調器192における送信パワー・レベルは、パワー・コントロール・アルゴリズム回路212によって制御される。パワー・コントロール・アルゴリズム回路212は受信機196からの受信されたSNRの推定値210に20 応答して、パワー・コントロール・レベルを決定することができる。さらに、パワー・コントロール・アルゴリズム回路212は受信機196からの信号強度およびビット・エラー・レートの推定値200に20 応答して、パワー・コントロール・レベルを決定することもできる。最初に、パワー・コントロール・アルゴリズム回路212はチャネル・エンコードおよび変調器192へ入力される所定の値に設定される。次に、チャネル・エンコードおよび変調器192は所定の符号化および変調方式を使って送信データ・ストリーム188を符号化し、変調し、そしてその情報をチャンネル194（おそらくノイズが多く、フェーディングがある）を通じて所定のパワー・レベルで受信機196に対して送信する。その情報が受信機196において受信された後、それは3つの出力を作り出すチャネル・デコードおよび復調器198へ入力される。チャネル・デコードおよび復調器198の第1の出力は、受信された情報信号に対するビタビ・デコードの測度202の値である。第2の出力は信号強度およびビット・エラー・レート200の推

定値である。チャンネル・デコーダおよび復調器 198 の第 3 の出力は、送信データ・ストリーム 188 によって送信された情報と同じでなければならない受信されたデータ・ストリーム 218 である。次に、ビタビ・デコーダの測度 202 の値が集計／平均化回路 204 によって平均化され、ビタビ・デコーダの測度 206 に対する平均値が作り出される。次に、ビタビ・デコーダの測度 206 に対する平均値がマッピング回路 208 によって SNR の推定値 210 に対してマップされる。結果の SNR の推定値 210 はパワー・コントロール・アルゴリズム回路 212 へ逆に供給され、SNR の推定値 210 に

対応しているパワー・コントロールの値が決定される。パワー・コントロール・アルゴリズム回路 212 の新しいパワー・コントロール値が、チャンネル 194 上での受信機に対するそれ以降でのデータ・ストリーム 188 の送信において使われるためにチャンネル・エンコーダおよび変調器 192 へ入力される。

【0042】さらに、モバイル支援型のハンドオフ決定回路 214 も SNR の推定値 210 および信号強度およびビット・エラー・レートの推定値 200 を処理する。SNR の値が所定のしきい値以下であった場合、モバイル支援型のハンドオフ判定回路 214 はその移動局を新しい基地局に対してハンドオフするためにハンドオフ・プロセッサ 216 に対してメッセージを送信する。

【0043】結論として、次の要約によって、本発明をこの分野の技術に熟達した人であれば容易に実施することができるはずである。本発明の第 1 の部分はチャンネルの SNR の測定値に基づいて送信データ・ストリームの変調方式を適応的に変化させるための装置である。適応型の変調方式が、適応型のチャンネル・エンコーダの変調器によって送信機の中に実装される。受信機において受信された情報に基づいて正しい符号化および変調の方式を決定するために、送信機の適応型チャンネル・エンコーダおよび変調器に対してエンコーダおよび変調決定ユニットが接続されている。次に、受信機のチャンネル・デコーダおよび復調器はそのチャンネルを通じて送信機の適応型チャンネル・デコーダおよび復調器と無線接続状態に置かれる。この送信機の適応型チャンネル・デコーダおよび復調器は 1 つの径路の測度値を作り出し、それが平均化回路によって平均化されて、径路測度値の平均化された値が作られる。次に、この平均化された径路測度値が、SNR の推定値に対してマッピング装置を通じてマップされる。次に、SNR の推定値が送信機のエンコーダおよび変調決定回路に入力されて、符号化および変調方式が SNR の推定値にตอบสนองして変更されるべきかどうか判定される。受信機のチャンネル・デコーダおよび変調器は各種の方法で実装することができるが、この例の実装ではビタビのデコーダが使われたことに留意されたい。

【0044】本発明の第 2 の部分はチャンネルの SNR の測定値に基づいてモバイル支援型のハンドオフを実装す

るための装置である。モバイル支援型のハンドオフはチャンネル・エンコーダおよび変調器によって送信機の中に実装される。受信機のチャンネル・デコーダおよび復調器は 1 つのチャンネルを通じて送信機のチャンネル・デコーダおよび復調器と無線通信状態にある。受信機のチャンネル・デコーダおよび復調器は、受信機によって受信された情報にตอบสนองして 1 つの径路測度値を作り出し、それは平均化回路によって平均化されて径路測度の平均値が作り出される。次に、この径路測度の平均値がマッピング装置を通じて SNR の推定値に対してマップされる。パワー・コントロール・アルゴリズム回路が、SNR の推定値にตอบสนองして送信機のパワー・レベルを変化させる、送信機のチャンネル・エンコーダおよび変調器に対して接続されている。最後に、SNR の推定値がモバイル支援型ハンドオフ判定ユニットに入力され、その移動局がその SNR の推定値に基づいてハンドオフの操作を実行する必要があるかどうかを判定する。本発明の最初の部分におけるように、受信機のチャンネル・デコーダおよび変調器は各種の方法で実装することができるが、ここでも、この例の実装ではビタビのデコーダが使われたことに留意されたい。さらに、本発明のこの第 2 の部分は移動局または基地局のいずれにおいても実装することができる。

【0045】本発明における明細書は或る実装または実施形態に関連して記述されているが、詳細事項の多くは説明の目的で示されていることに留意されたい。従って、前記の説明は本発明の原理を単に示しているだけである。たとえば、本発明はその精神または本質的な性質から逸脱することなしに、他の特定の形式を備えることができる。説明された構成は例を示しているだけであり、制限するものではない。この分野の技術に熟達した人にとって、本発明は追加の実装または実施形態が可能であり、本出願において記述されている詳細のあるものは本発明の基本原則から逸脱することなしにかなり変形することができる。従って、この分野の技術に熟達した人であれば、ここには明示的には記述あるいは図示されていないが、本発明の原理を具体化し、そしてその精神および適用範囲内にある各種の構成を工夫することができることを理解されたい。本発明の適用範囲が付記された特許請求の範囲によって示されている。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】 1 つのクラスタの内部の 3 つのセル・サイトのグラフィック表現である。

【図 2】 本発明のための基地局および移動局の両方の送信機および受信機のブロック図である。

【図 3】 本発明に対するデコーダ・システムのブロック図である。

【図 4】 縦軸の目盛りが平均のビタビ・デコーダの測度を表しており、横軸の目盛りが時間スロット・ペア（ブロック）番号を表しているカーブを示しているグラ

フである。

【図 5】縦軸の目盛りが平均のビタビ・デコーダ測度を表しており、横軸の目盛りが SNR を表しているカーブを示しているグラフである。

【図 6】ルックアップ・テーブルを使用し、システムによって使われる符号化変調方式を調整することによって SNR を求めるプロセスの間に実行されるステップを示\*

垂直の目盛りが FER を表していて、横軸の目盛りが SNR を表している 3 つのカーブを示しているグラフである。

【図 9】ビタビ・アルゴリズムの測度の平均値に基づいた保守的モードの適応戦略のための値の表である。

【図 10】ビタビ・アルゴリズムの測度の平均値に基づいたアグレッシブ・モードの適応のための値の表である。

【図 11】適応型符号化方式の実装のための基地局および\*

\* しているフロー・ダイアグラムである。

【図 7】線形予測を使用し、システムによって使われる符号化変調方式を調整することによって SNR を求めるプロセスの間に実行されるステップを示しているフロー・ダイアグラムである。

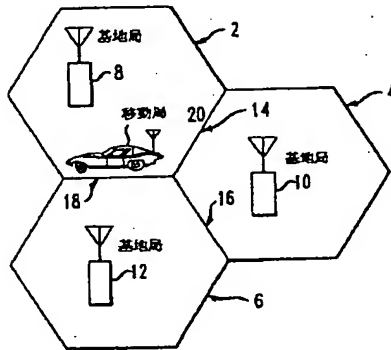
【図 8】

【外 6】

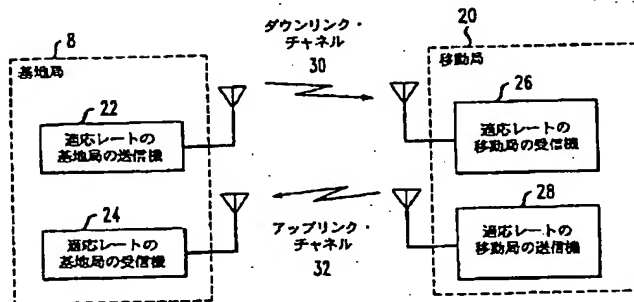
※ び移動局の両方の送信機および受信機のブロック図である。

【図 12】移動ハンドオフ方式の実装のための、基地局および移動局の両方の送信機および受信機のブロック図である。

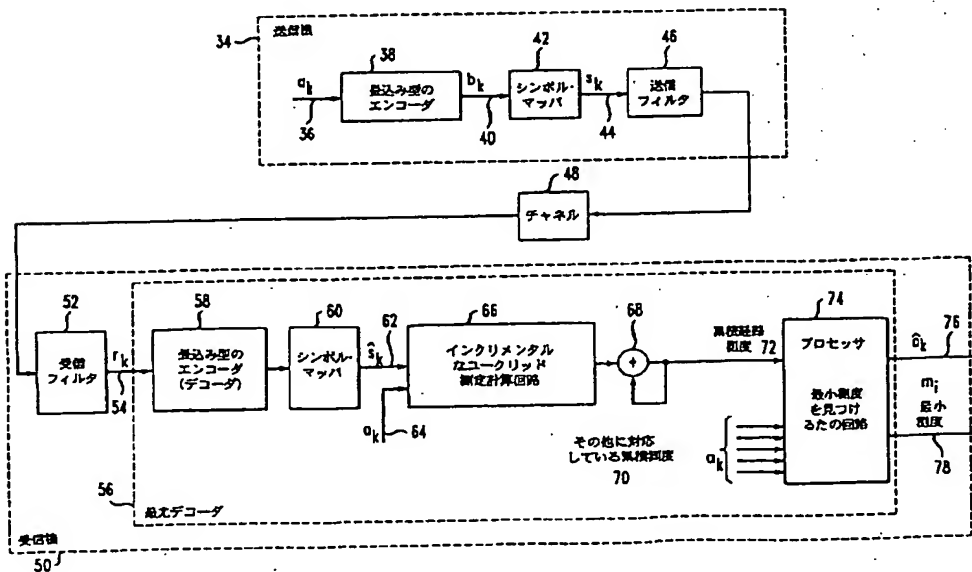
【図 1】



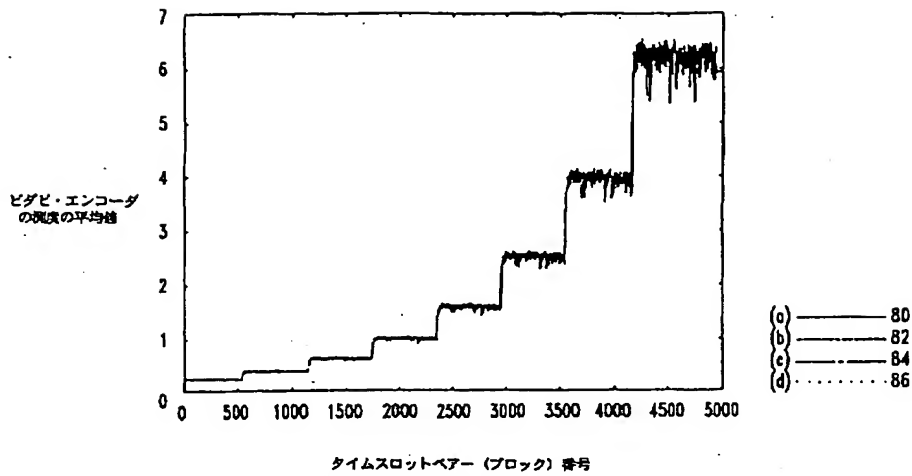
【図 2】



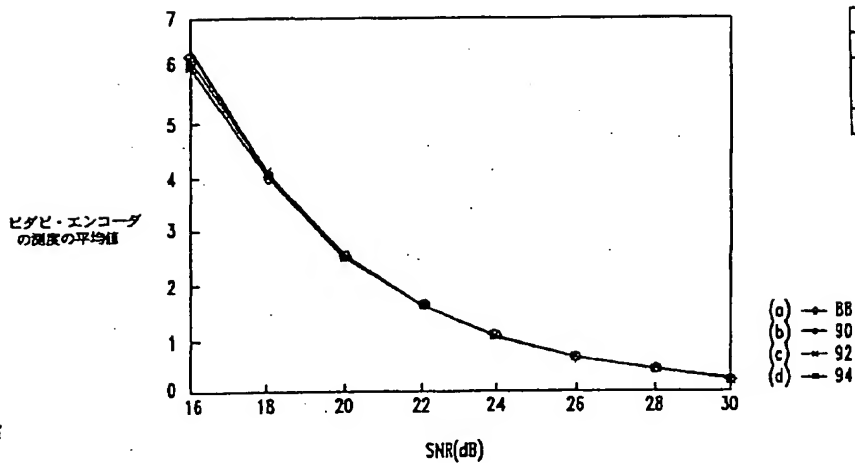
【図 3】



【図4】



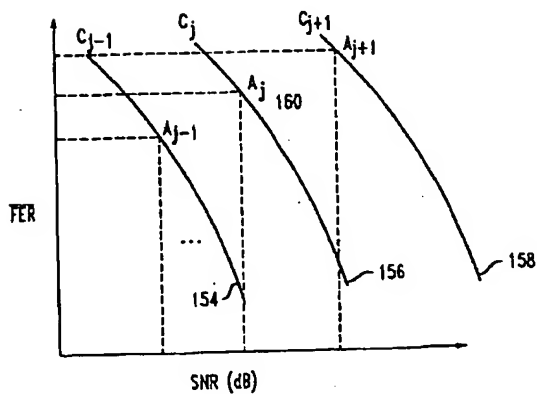
【図5】



【図10】

現在の方式	混雑における条件	新しい方式
$C_1$	$M_1/\mu_3 < \theta_{low}$	$C_3$
$C_2$	$M_1/\mu_2 > \theta_{high}$	$C_1$
	$M_1/\mu_3 < \theta_{low}$	$C_3$
$C_3$	$M_1/\mu_3 > \theta_{high}$	$C_2$

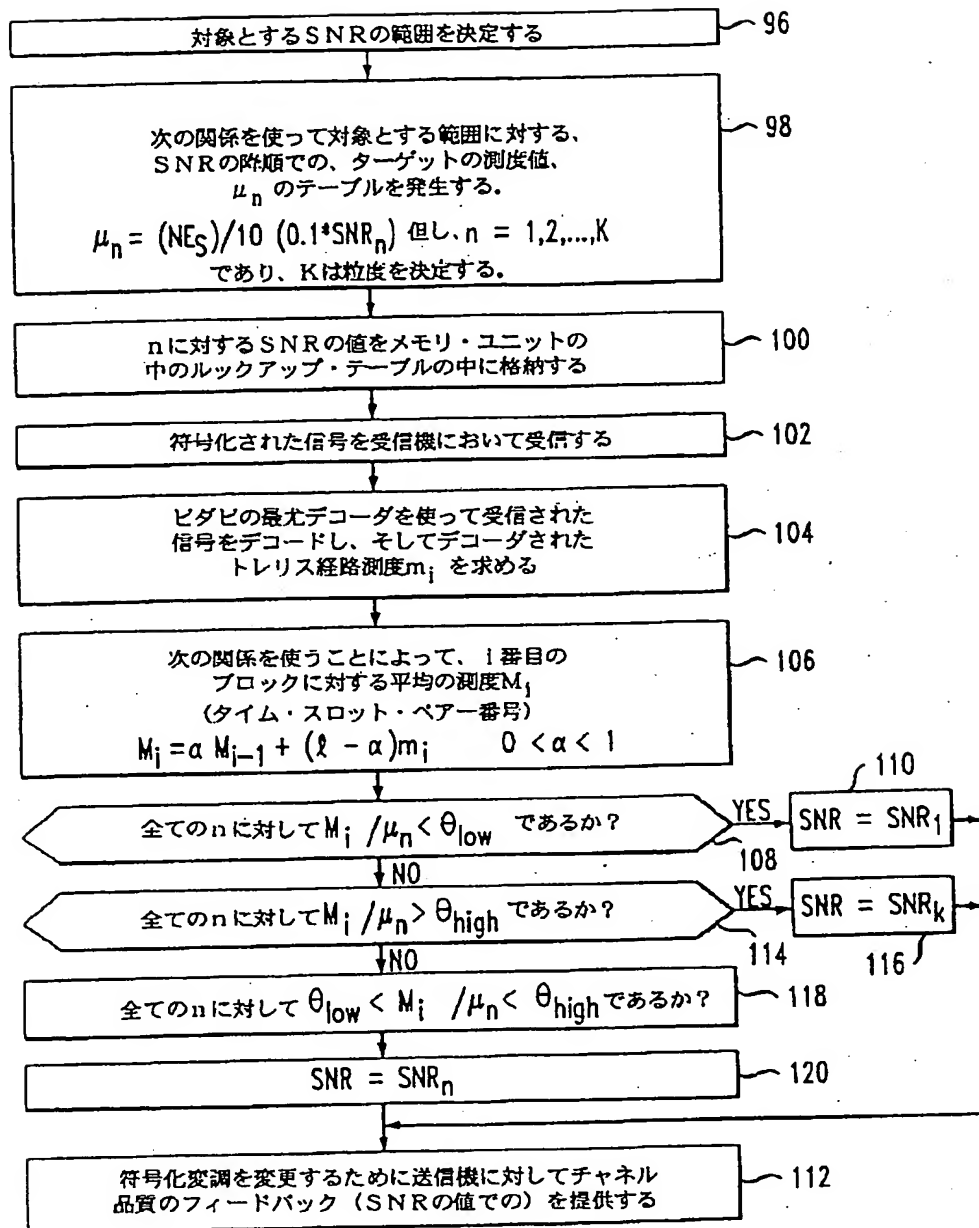
【図8】



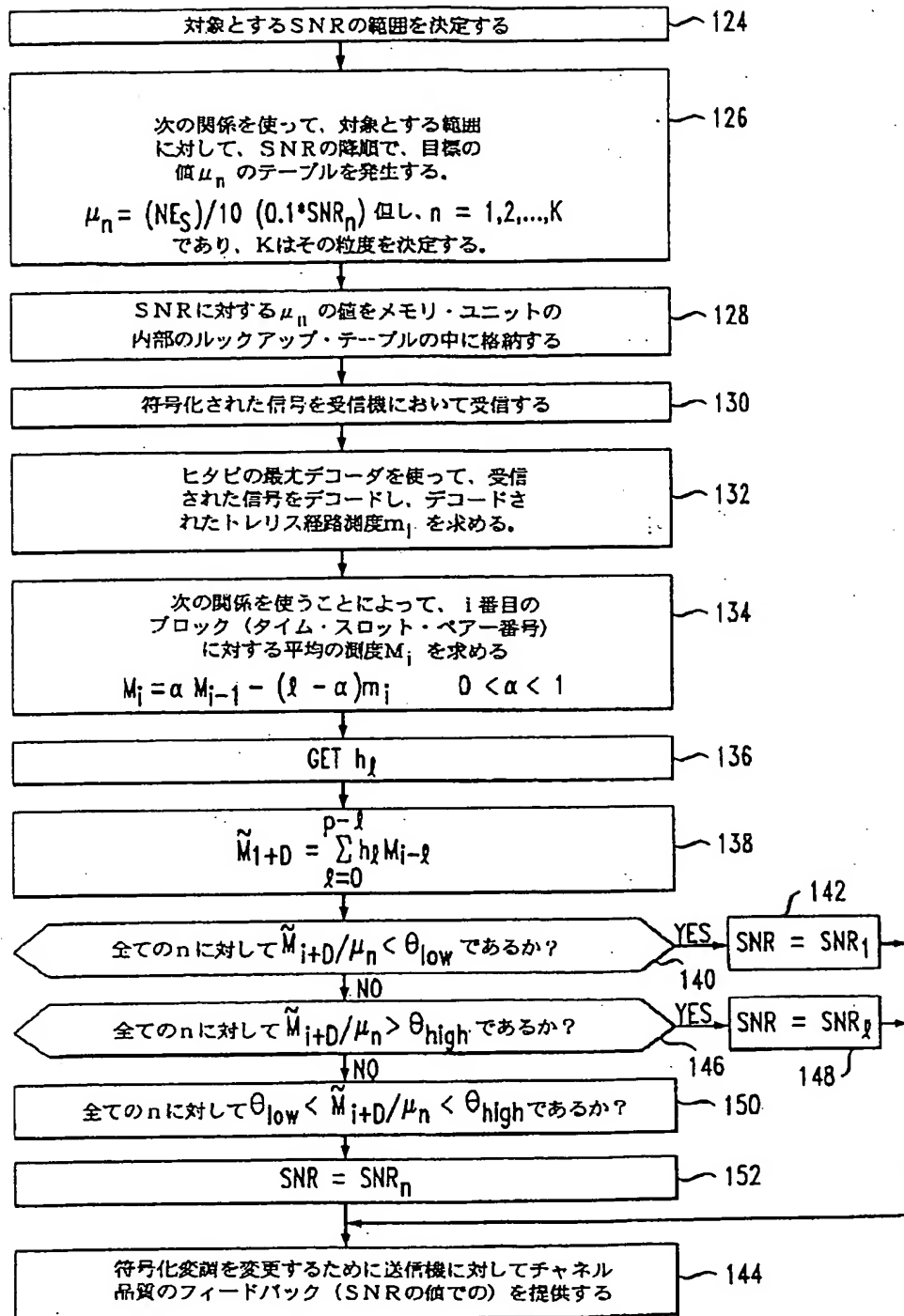
【図9】

現在の方式	混雑における条件	新しい方式
$C_1$	$M_1/\mu_2 < \theta_{low}$	$C_2$
$C_2$	$M_1/\mu_3 > \theta_{high}$	$C_1$
	$M_1/\mu_3 < \theta_{low}$	$C_3$
$C_3$	$M_1/\mu_3 > \theta_{high}$	$C_2$

【図 6】

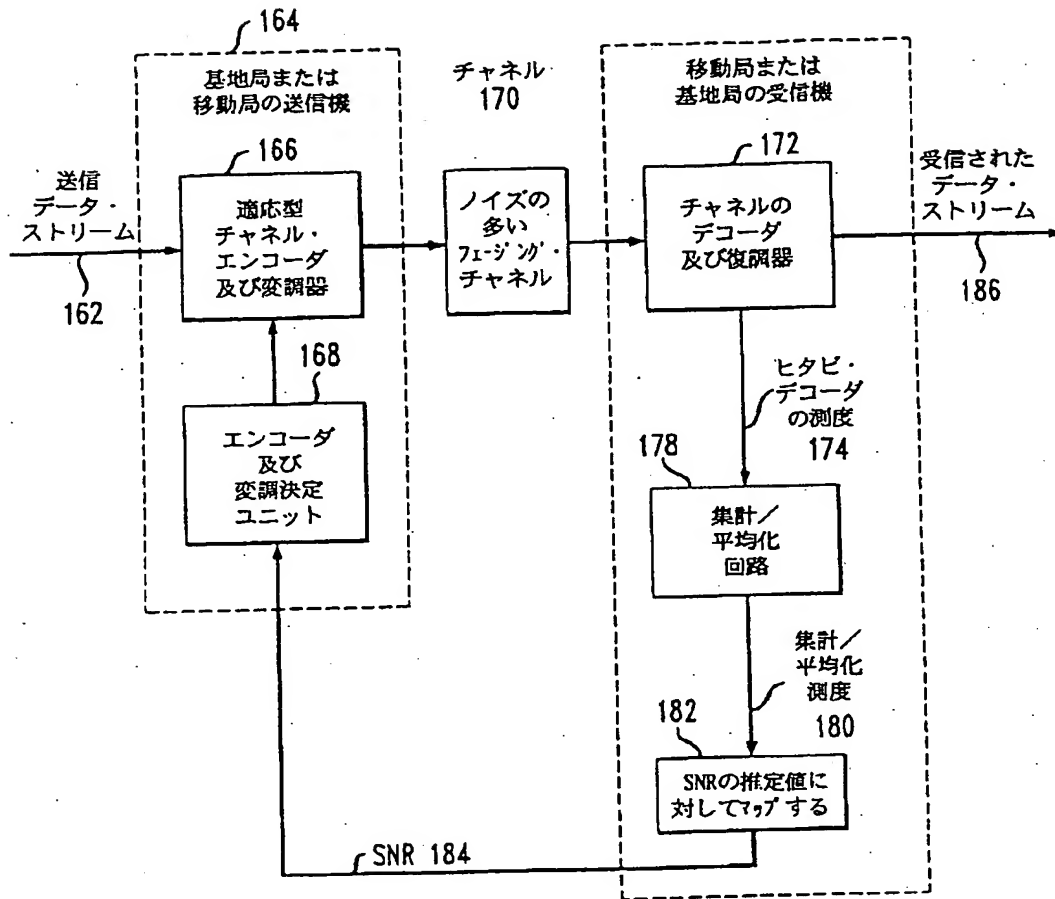


【図7】

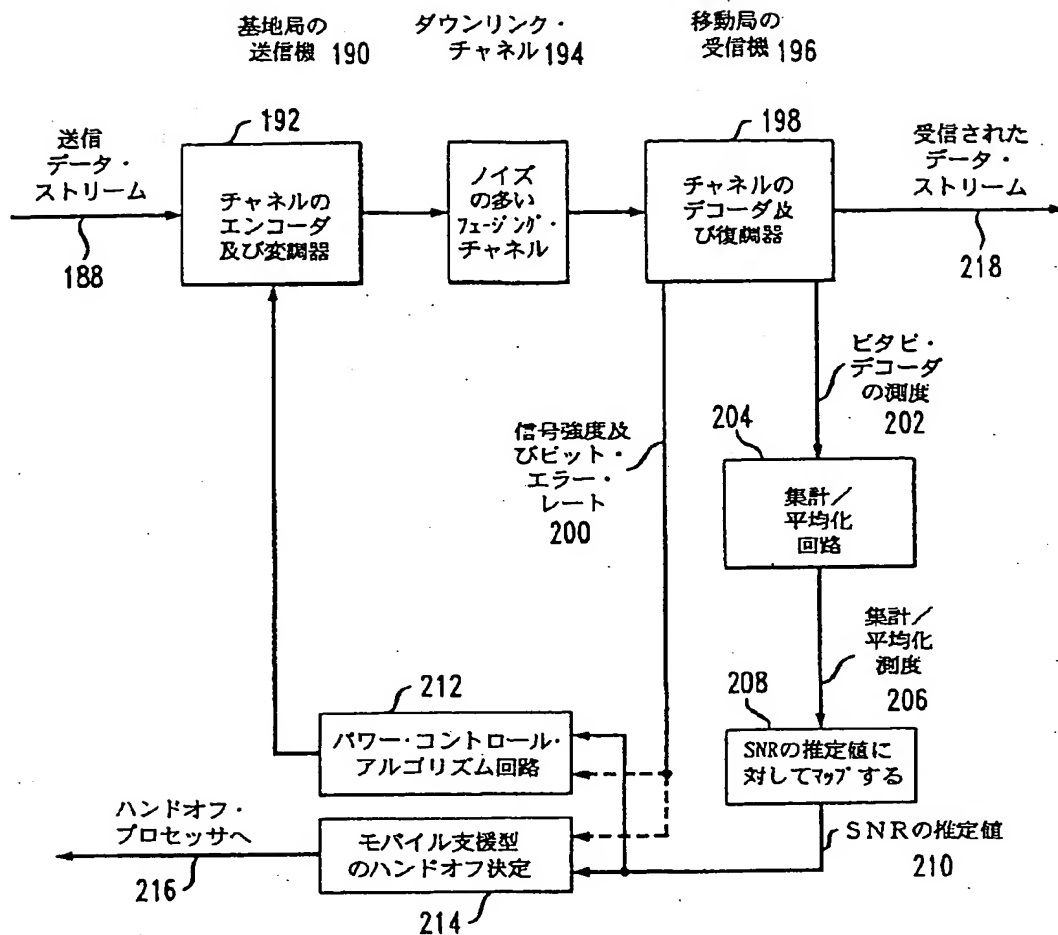




【図11】



【図 12】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>4</sup>

H04L 27/34

識別記号

F I

H04L 27/00

E

(72) 発明者 リチャード ポール イーザック  
 アメリカ合衆国 60187 イリノイズ, ホ  
 イートン, アーバー アヴェニュー 710

(72) 発明者 スリニヴァス アール. カダバ  
 アメリカ合衆国 07928 ニュージャージー  
 イ, カザム, アパートメント エー6, リ  
 ヴァー ロード 420

(72) 発明者 サンジヴ ナンダ  
 アメリカ合衆国 08536 ニュージャージー  
 イ, プレインスボロー, ハミルトン レー  
 ン 15